

Rec'd PCT/PTO 23 SEP 2004

PCT/JP03/03274

日 本 国 特 許 庁

JAPAN PATENT OFFICE

18.03.03

2

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年 3月28日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-091835

[ST.10/C]:

[JP2002-091835]

REC'D 09 MAY 2003

WIPO

PCT

出 願 人

Applicant(s):

株式会社豊田自動織機
新潟精密株式会社

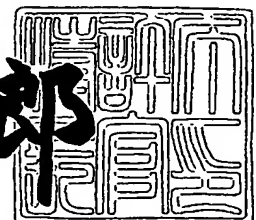
PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

BEST AVAILABLE COPY

2003年 4月22日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3029356

【書類名】 特許願

【整理番号】 2001TJ070

【提出日】 平成14年 3月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/08

【発明者】

【住所又は居所】 新潟県上越市西城町2丁目5番13号 新潟精密株式会社
社内

【氏名】 宮城 弘

【特許出願人】

【識別番号】 000003218

【氏名又は名称】 株式会社豊田自動織機

【特許出願人】

【識別番号】 591220850

【氏名又は名称】 新潟精密株式会社

【代理人】

【識別番号】 100074099

【弁理士】

【氏名又は名称】 大菅 義之

【電話番号】 03-3238-0031

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 012542

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9005945

【包括委任状番号】 0118621

特 2 0 0 2 - 0 9 1 8 3 5

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、
スイッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ベースバンド
信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数が制御されるスイッチドキャパ
シタフィルタと、

周期信号を生成する発振器と、

上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周
器と、を備え、

上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素
子に与えられることを特徴とする受信機。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の受信機であって、

上記分周器は、プログラマブルカウンタであって、整数またはフラクショナル
-N 方式の分周器であることを特徴とする受信機。

【請求項 3】 請求項 1 に記載の受信機であって、

上記スイッチドキャパシタフィルタは、少なくとも増幅器を備え、

上記増幅器の帰還抵抗としての抵抗成分が、上記スイッチドキャパシタ素子に
より実現されることを特徴とする受信機。

【請求項 4】 受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、

周期信号を生成する発振器と、

上記発振器で生成された周期信号と上記受信信号とを混合し、ベースバンド信
号を出力するミキサと、

スイッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ミキサから出
力されるベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数が制御さ
れるスイッチドキャパシタフィルタと、

上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周
器と、を備え、

上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素

子に与えられることを特徴とする受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、携帯電話やラジオなどさまざまな受信信号を受信するための受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】

携帯電話やラジオなどさまざまな受信帯域に対して1つの受信方式で対応することができる受信機は存在する。

無線信号を受信する方式としては、スーパーヘテロダイン方式やダイレクトコンバージョンなどいろいろな受信方式があり、その内のスーパーヘテロダイン方式は、受信信号を一旦中間周波数の信号に落としてからベースバンド信号に変換する受信方式である。

【0003】

スーパーヘテロダイン受信機を、さまざまな受信帯域に対応させる受信機に適応させた場合、そのスーパーヘテロダイン受信機の受信信号を復調する前の前段の処理（受信信号をベースバンド信号に変換するまでの処理）は、中間周波数を利用しているために、扱われる受信信号帯域に応じて、処理すべき信号帯域は広くなる。

【0004】

すなわち、例えば、我が国におけるAM受信およびFM受信兼用のスーパーヘテロダイン受信機を考えた場合、AM受信用とFM受信用の2つの中間周波数帯域を通過させるためのバンドパスフィルタを用意する必要があり、回路構成が複雑で、且つ、回路全体が大きくなってしまいうという問題があった。

【0005】

簡単な構成で、回路を小型化できる受信方式としては、ダイレクトコンバージョン方式の受信が知られている。

このダイレクトコンバージョン受信機は、受信信号と、受信信号と同じ周波数の

信号とを混合することによって、受信信号を直接、ベースバンド信号に変換する受信方式である。中間周波数を利用せず、直接ベースバンド信号に周波数変換することにより、スーパーヘテロダイン方式のRF段に通常使用されているイメージ除去用のフィルタが不要であることなどにより、受信機の小型化を実現できる受信方式として注目されている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、ダイレクトコンバージョン受信機においても、さまざまな受信信号帯域に対応した処理（受信信号をベースバンド信号に変換するまでの処理）が、処理すべき受信信号帯域の数だけ必要であった。

【0007】

すなわち、従来の受信機においては、いろいろな受信信号帯域に応じて、その受信信号帯域毎に個別に不要な信号を除去するためのフィルタを用意する必要があった。

そして、それらのフィルタを受信信号帯域に応じて制御する際の制御回路は、設定する受信信号帯域の数が増えるにつれてその構成が、複雑になり、大型化の原因にもなっていた。

【0008】

また、それらのフィルタの制御動作自体も、設定する受信信号帯域の数が増えるにつれて、複雑となり大変であった。さらに、抵抗やコンデンサの受動素子でフィルタを構成するとフィルタ特性のばらつきが大きくなるという問題点もあった。

【0009】

そこで、本発明では、上記問題点を考慮し、さまざまな受信信号帯域に容易に対応することが可能で、且つ、半導体集積化に適した受信機を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】

上記の課題を解決するために本発明では、以下のような構成を採用した。

すなわち、本発明の受信機は、受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、スイッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数が制御されるスイッチドキャパシタフィルタと、周期信号を生成する発振器と、上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周器と、を備え、上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素子に与えられることを特徴とする。

【 0 0 1 1 】

このように、受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機において、その変換されたベースバンド信号のための周波数フィルタにスイッチドキャパシタフィルタを用いることによって、そのスイッチドキャパシタフィルタのカットオフ周波数を可変するだけで、いろいろな受信信号帯域に対応することが可能となり、受信帯域毎に個別のフィルタ処理を設ける必要がなくなり、小型化することが可能となる。

【 0 0 1 2 】

そして、更に、そのスイッチドキャパシタフィルタのカットオフ周波数を制御する制御手段（プログラマブルカウンタなど）に受信信号帯域に基づいた入力値（バイナリ値など）を入力することによって、任意のカットオフ周波数が得られ、いろいろな受信帯域に容易に適應することが可能となる。

【 0 0 1 3 】

また、上記受信機は、上記第 1 の分周器が、プログラマブルカウンタであって、整数またはフラクショナル-N方式の分周器であることが望ましい。

このように、スイッチドキャパシタフィルタの通過帯域を可変するために、そのスイッチドキャパシタフィルタに制御用として入力される周波数を、整数またはフラクショナル-N方式のプログラマブルカウンタを用いて、可変することによって、任意の入力値で周波数を可変することができるので、カットオフ周波数の細かい制御が可能となる。

【 0 0 1 4 】

また、上記受信機は、上記スイッチドキャパシタフィルタが、少なくとも増幅器

を備え、上記増幅器の帰還抵抗としての抵抗成分が、上記スイッチドキャパシタ素子により実現されることが望ましい。

また、本発明の受信機は、受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、周期信号を生成する発振器と、上記発振器で生成された周期信号と上記受信信号とを混合し、ベースバンド信号を出力するミキサと、スイッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ミキサから出力されるベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数が制御されるスイッチドキャパシタフィルタと、上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周器とを備え、上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素子に与えられることを特徴とする。

【0015】

このように、受信信号を直接ベースバンド信号に変換するための電圧制御発振器から出力される信号を、プログラマブルカウンタなどの分周器で分周し、その分周された信号を使ってスイッチドキャパシタの通過帯域を可変することによって、スイッチドキャパシタフィルタの通過帯域を可変するために必要な基準周波数信号が不要となり、更に、受信機を小型化することが可能となる。

【0016】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面を用いて説明する。

図1は、本発明にかかる受信機を示す図である。

図1において、11は、ダイレクトコンバージョン受信機であり、12は、アンテナを、13は、バンドパスフィルタを、14は、高周波信号増幅器を、15は、ミキサを、16は、90°位相器を、17は、局部発振器（図示ではOSL）を、18は、アンチエリアシングフィルタを、19は、スイッチドキャパシタフィルタを、20は、ベースバンド信号増幅器を、21は、A/Dコンバータを、22は、信号処理部を、23は、制御信号発生器をそれぞれ示している。

【0017】

なお、信号処理部22は、1つの機能ブロックで示されているが、受信信号がベースバンド信号に変換された後のいろいろな処理（例えば、検波処理やデジタル

フィルタ処理など)を示している。

また、ベースバンド信号に変換後もアナログ信号で処理される場合は、A/Dコンバータ21は省略される。

【0018】

また、上記スイッチドキャパシタフィルタ19は、ベースバンド信号の高周波成分を除去するローパスフィルタの機能を備えており、そのカットオフ周波数は、制御信号発生器23からの制御信号に応じて可変することができる。

また、上記ダイレクトコンバージョン受信機11は、1チップに集積化することが可能である。

【0019】

まず、上記ダイレクトコンバージョン受信機11は、アンテナ12で受信信号を受信すると、バンドパスフィルタ13によって、不要な信号を除去し、高周波信号増幅器14によって、受信信号を増幅する。そして、増幅された受信信号は、ミキサ15、90°位相器16、および局部発振器17によって、互いに位相が90°異なる2つの直交信号に変換される。なお、局部発振器17からミキサ15に入力される信号は、受信信号と同一周波数の信号となっている。次に、その2つの直交信号は、アンチエイリアシングフィルタ18によって、この後の処理で発生する折り返し雑音を防止するために、余分な信号が除去され、スイッチドキャパシタフィルタ19に入力される。スイッチドキャパシタフィルタ19に入力された信号は、スイッチドキャパシタフィルタ19によって、高周波成分が除去され、ベースバンド信号増幅器20で増幅される。ベースバンド信号増幅器20において増幅された信号は、A/Dコンバータ21でデジタル信号に変換され、信号処理部22で検波処理などの所定のデジタル信号処理が行われる。

【0020】

このように、ダイレクトコンバージョン受信機11は、AMやFMなどのさまざまな受信信号帯域にかかわらず直接ベースバンド信号に変換するので、ベースバンド信号変換時に発生する不要信号(イメージ信号など)をローパスフィルタで除去すればよい。そのとき、受信される受信帯域に応じてそのローパスフィルタの通過帯域も変える必要がある。そこで、通過帯域を可変することが可能なスイ

スイッチドキャパシタフィルタ19をダイレクトコンバージョン受信機に備えることによって、受信信号帯域毎のフィルタ処理が必要なくなり、回路構成を簡単なものとする事が可能となる。

【0021】

すなわち、上記実施形態のように、ダイレクトコンバージョン受信機11にローパスフィルタ機能のカットオフ周波数を変えることが可能なスイッチドキャパシタフィルタ19を備える構成とすることによって、受信信号帯域に応じてスイッチドキャパシタフィルタ19のカットオフ周波数を設定すれば、対応する受信信号のための周波数フィルタが実現される。よって、1つのスイッチドキャパシタフィルタ19で所望の受信信号帯域の信号を受信できる。

【0022】

次に、上記スイッチドキャパシタ19において、受信信号帯域に応じて、そのカットオフ周波数を変化させることが可能な構成を説明する。

図2(a)は、スイッチドキャパシタフィルタ19の回路構成を示す図である。

図2(a)において、スイッチドキャパシタフィルタ19は、一般的に知られている状態変数型アクティブLPF（または、バイクワッド型ローパスフィルタという）であり、オペアンプの入力に直列に抵抗が接続される2次バイクワッドアクティブLPF24に積分器25および反転増幅器26を加え、閉ループを構成している。このスイッチドキャパシタフィルタ19における積分器25の出力がLPFの出力と同等な機能を果たしている。

【0023】

一般に、スイッチドキャパシタフィルタ19における3dB降下通過帯域幅 ω は、以下のような式が成り立つ。

$$\omega = 1/RC \quad (1)$$

なお、上記RおよびCは、2次バイクワッドアクティブLPF24における帰還抵抗とコンデンサを示している。

【0024】

そして、上記3dB降下通過帯域幅 ω が大きくなれば、カットオフ周波数 f_c が高くなり、3dB降下通過帯域幅 ω が小さくなれば、カットオフ周波数 f_c は低く

なる。

図2(b)は、スイッチドキャパシタフィルタ19におけるカットオフ周波数 f_c と2次バイクウッドアクティブLPF24における帰還抵抗Rの抵抗値との関係を示す図である。

【0025】

図2(b)に示すように、高いカットオフ周波数 f_c を設定したい場合は、2次バイクウッドアクティブLPF24における帰還抵抗Rの抵抗値を小さくし、低いカットオフ周波数 f_c を設定したい場合は、2次バイクウッドアクティブLPF24における帰還抵抗Rの抵抗値を大きくする。

【0026】

このように、スイッチドキャパシタフィルタ19のカットオフ周波数 f_c を可変させる場合は、2次バイクウッドアクティブLPF24の帰還抵抗Rの抵抗値を可変させればよい。

次に、2次バイクウッドアクティブLPF24における帰還抵抗Rの抵抗値を可変させる方法を説明する。

【0027】

図2(c)は、2次バイクウッドアクティブLPF24における帰還抵抗Rとして使用されるスイッチドキャパシタ素子27を示す図である。

図2(c)に示すように、スイッチドキャパシタ素子27は、コンデンサ28と2つのスイッチT1およびスイッチT2とからなり、コンデンサ28に接続されるスイッチT1およびスイッチT2をある制御信号 f_0 で交互にスイッチングすることによって、制御信号 f_0 に応じた抵抗値を示す抵抗素子となる。ここで、スイッチドキャパシタ素子27の等価抵抗 R_E は、

$R_E = 1 / (f_0 \cdot C)$ で表せる。

【0028】

そして、上記帰還抵抗Rとしてのスイッチドキャパシタ素子27の抵抗値を可変させるには、この制御信号の周波数を可変し、スイッチT1およびスイッチT2によるスイッチング動作を遅くしたり、早くしたりすることによって可能となる。

【 0 0 2 9 】

一般に、 $C1$ 、 $R1$ におけるカットオフ周波数 f_c は、

$f_c = 1 / (2\pi \cdot C1 \cdot R1)$ であるが、スイッチドキャパシタフィルタで構成した場合、 $f_c = (f_0 \cdot C) / (2\pi C1)$ となる。

同じ IC チップ上に容量を作ると同じ方向に容量がばらつく。すなわち、ばらつき係数を k とすると、

$$f_c = (f_0 \cdot k \cdot C) / (2\pi \cdot k \cdot C1) = (f_0 \cdot C) / (2\pi C1)$$

となり、コンデンサ C 、 $C1$ の容量のばらつきが打ち消され、カットオフ周波数の精度が高まる。

【 0 0 3 0 】

次に、上記スイッチドキャパシタ素子 27 のスイッチ $T1$ およびスイッチ $T2$ に与える制御信号 f_0 を生成する方法を説明する。

図 3 は、上記スイッチドキャパシタ素子 27 のスイッチ $T1$ およびスイッチ $T2$ に与える制御信号 f_0 を生成する方法を説明する図である。

【 0 0 3 1 】

図 3 (a) において、31 は、プログラマブルカウンタを示している。プログラマブルカウンタ 31 は、入力信号の周波数 f_{ck} をバイナリ値 N_{p1} (整数倍の値) で割り、その割り算によって得られる周波数 f_{o1} の周波数を制御信号として出力している。そして、このとき、プログラマブルカウンタ 31 から出力される制御信号は、受信信号帯域に基づいて出力される。

【 0 0 3 2 】

すなわち、プログラマブルカウンタ 31 に入力される基準信号 f_{ck} は、受信信号帯域に応じて、 $f_{o1} = f_{ck} / N_{p1}$ の信号に分周され、この f_{o1} が制御信号としてスイッチドキャパシタフィルタ 19 における上記スイッチング動作を制御する。

【 0 0 3 3 】

例えば、プログラマブルカウンタ 31 から出力される制御信号 f_{o1} において、制御信号 f_{o1} が H レベルのときは、スイッチ $T1$ を閉じさせ (スイッチ $T1$ が ON 状態)、スイッチ $T2$ を開かせるので (スイッチ $T1$ が OFF 状態)、コンデ

ンサには電荷が貯まる。そして、制御信号 f_o が L レベルのときは、スイッチ T 1 を開かせ（スイッチ T 1 が OFF 状態）、スイッチ T 2 を閉じさせるので（スイッチ T 2 が ON 状態）、コンデンサに貯まっていた電荷がスイッチ T 2 側に放出される。そして、このスイッチ T 1 およびスイッチ T 2 の ON、OFF の切り替えを速くすることによって、帰還抵抗 R としてのスイッチドキャパシタ素子 2 7 の抵抗値は、小さくなり、切り替えを遅くすることによって、帰還抵抗 R としてのスイッチドキャパシタ素子 2 7 の抵抗値は、大きくなる。

【 0 0 3 4 】

異なる受信信号帯域の受信信号を受信する場合を考える。

異なる受信信号帯域毎にフィルタのカットオフ周波数を可変する必要がある。低いカットオフ周波数にするためには、上記 $\omega = 1 / RC(1)$ より、スイッチドキャパシタ素子 2 7 における抵抗値を大きくさせるように、スイッチドキャパシタ素子 2 7 に入力される制御信号 f_o の周波数を低くする。このとき、プログラマブルカウンタ 3 1 には、周波数が低い制御信号 f_o が出力されるように、バイナリ値を入力する。

【 0 0 3 5 】

反対に、高いカットオフ周波数にするためには、上記 $\omega = 1 / RC(1)$ より、スイッチドキャパシタ素子 2 7 における抵抗値を小さくさせるように、スイッチドキャパシタ素子 2 7 に入力される制御信号 f_o の周波数を高くする。

このように、スイッチ T 1 およびスイッチ T 2 の開閉の速さを上記プログラマブルカウンタ 3 1 の出力する制御信号 f_o によって可変させれば、帰還抵抗 R としてのスイッチドキャパシタ素子 2 7 の抵抗値を変えることが可能となる。そして、帰還抵抗 R としてのスイッチドキャパシタ素子 2 7 の抵抗値を可変することによって、スイッチドキャパシタフィルタ 1 9 のカットオフ周波数 f_c を可変することが可能となる。

【 0 0 3 6 】

次に、図 3 (b) において、3 2 は、少数点以下の値を含む分周値を有する、フラクショナル-N (Fractional Number) 方式の分周器であり、 $1 / N$ に限らず所望の分周比を任意な値に設定することが可能なものである。

プログラマブルカウンタ 31 による分周比は、基準信号の整数倍に決まってしまうが、このフラクショナル—N方式の分周器 32 は、入力される基準信号 f_{ck} のパルスを任意に抜いたり足したりすることによって、分周比を任意な値に設定することを可能としている。すなわち、所望の分周比を設定することができる。

【0037】

このフラクショナル—N方式の分周器 32 の出力する信号 f_{o2} を制御信号としてスイッチドキャパシタフィルタ 19 におけるスイッチドキャパシタ素子 27 に入力することにより、スイッチング動作を制御する。スイッチドキャパシタ素子 27 のスイッチング動作の制御をフラクショナル—N方式の分周器 32 から出力される信号で制御することによって、プログラマブルカウンタで制御するよりも細かい制御が可能となる。

【0038】

このように、ダイレクトコンバージョン受信機において、ベースバンド信号の不要な信号を除去するローパスフィルタにスイッチドキャパシタフィルタを利用することにより、簡単な構成でいろいろな帯域の受信信号を受信することができる。また、スイッチドキャパシタフィルタは、半導体集積回路内に作ることが可能なので、回路全体を小型化することが可能となる。そして、更に、プログラマブルカウンタにおいて、整数型やフラクショナル—N方式の分周器 32 からの出力信号をカットオフ周波数を可変するための制御信号とすることによって、プログラマブルカウンタやフラクショナル—N方式の分周器 32 の分周比を変えるためのデータ値を変えるだけで、容易にカットオフ周波数を可変することが可能となる。

【0039】

なお、本実施形態のダイレクトコンバージョン受信機 11 は、その形態は上記形態に限定されない。

例えば、上記スイッチドキャパシタフィルタ 19 のカットオフ周波数を可変する制御信号 f_o は、上記局部発振機 17 の出力信号を分周させた信号としてもよい。

【0040】

図4は、上記ダイレクトコンバージョン受信機11における局部発振器17の発振信号の周波数を可変するためのPLL (Phase Locked Loop) 方式のシンセサイザ41の構成を示す図である。

図4において、42は、電圧制御発振器(VCO: Voltage Controlled Oscillator)を、43は、入力されるバイナリ値(整数倍の値)に応じて電圧制御発振器42から入力される信号の周波数を整数分の1に分周するプログラマブルカウンタを、44は、プログラマブルカウンタ43から出力された信号と基準信号 f_x とを比較し、その位相差に応じた電圧値を出力する位相比較器を、45は、位相比較器44から出力された電圧値から不要周波数成分を取り除き、直流制御電圧を作り出すローパスフィルタを示している。

【0041】

また、46は、電圧制御発振器42から出力される信号の周波数を $1/P$ に分周するプログラマブルカウンタを、47は、水晶振動子などから出力される基準信号 f_x の周波数を $1/N$ に固定分周する分周器を示しており、分周器47から出力される基準信号 f_r は、 $f_r = f_x / N$ となる。

【0042】

図4におけるシンセサイザ41は、一般的に、知られているプログラマブルカウンタ43を使ったPLLシンセサイザであり、水晶発振器などを用いた基準発振器の周波数を分周して得られる基準周波数 f_r と電圧制御発振器42の出力 f_v をプログラマブルカウンタ43で $1/k$ に分周した周波数とが、位相比較器44に入力され、 $f_r = f_v / K$ の状態ではループが安定し、出力 f_v は、 $f_v = f_r \cdot K$ となる。

【0043】

そして、電圧制御発振器42から出力される信号をプログラマブルカウンタ46で $1/P$ に分周し、その分周された信号を上記スイッチドキャパシタフィルタ19におけるスイッチドキャパシタ素子27のスイッチT1およびスイッチT2の開閉の制御に利用する。

【0044】

このとき、プログラマブルカウンタ46から出力される制御信号は、受信信号を

直接ベースバンド信号に変換するための発振信号としても使用するので、プログラマブルカウンタ 4 6 に入力されるバイナリ値は、受信信号と一定の関係をもつ値となっている。

【 0 0 4 5 】

なお、上記プログラマブルカウンタ 4 3 またはプログラマブルカウンタ 4 6 を、フラクショナル-N方式の分周器として構成してもよい。

このように、プログラマブルカウンタ 4 6 をフラクショナル-N方式の分周器とした場合は、スイッチドキャパシタフィルタ 1 9 に入力される制御信号の周波数を任意の値に設定することが可能となる。

【 0 0 4 6 】

【発明の効果】

本発明の受信機によれば、受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機のローパスフィルタとしてスイッチドキャパシタフィルタを用い、そのカットオフ周波数を変化させることで、種々の周波数に対応できる受信機を簡素な構成で実現できる。また、分周器として整数またはフラクショナル-N方式のプログラマブルカウンタを用いることで、スイッチドキャパシタフィルタのカットオフ周波数を任意の周波数に設定できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明にかかる受信機を示す図である。

【図 2】

スイッチドキャパシタフィルタの回路構成を示す図である。

【図 3】

スイッチドキャパシタ素子のスイッチング動作の制御動作を説明する。

【図 4】

局部発振器の発振信号の周波数を可変するための PLL 方式のシンセサイザの構成を示す図である。

【符号の説明】

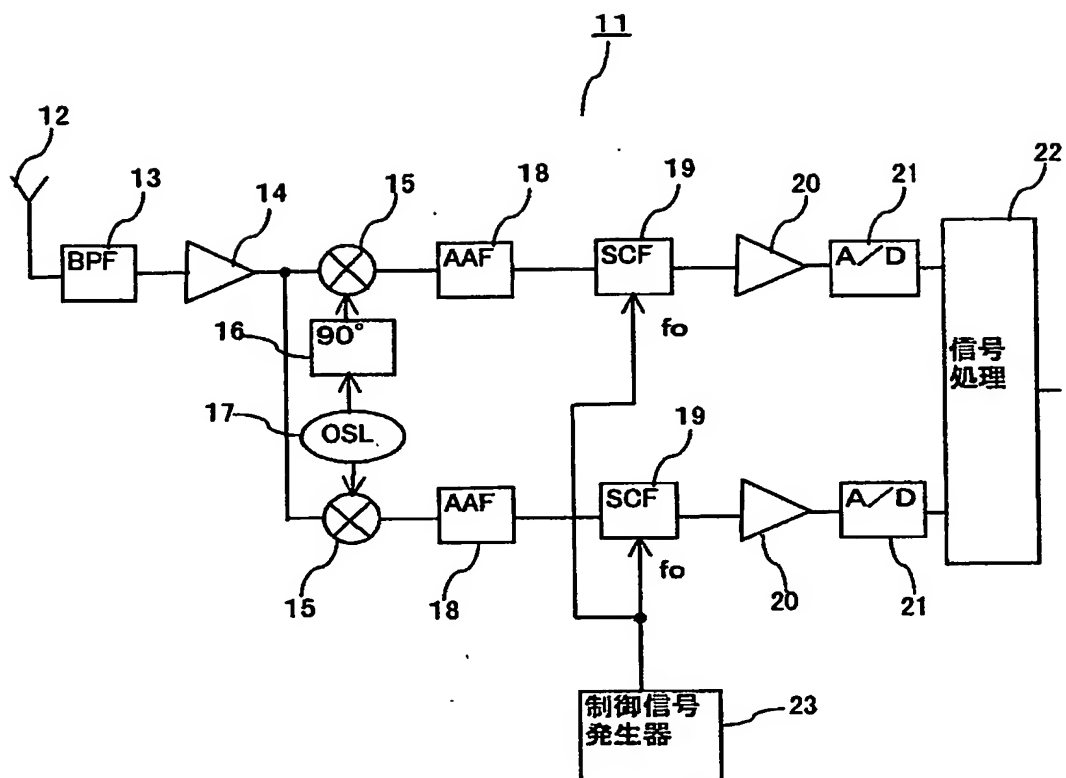
1 1 ダイレクトコンバージョン受信機

- 1 2 アンテナ
- 1 3 バンドパスフィルタ
- 1 4 高周波信号増幅器
- 1 5 ミキサ
- 1 6 90° 位相器
- 1 7 局部発振器
- 1 8 アンチエリアシングフィルタ
- 1 9 スイッチドキャパシタフィルタ
- 2 0 ベースバンド信号増幅器
- 2 1 A/Dコンバータ
- 2 2 信号処理部
- 2 3 制御信号発生器
- 2 4 2次バイクワッドアクティブLPF
- 2 5 積分器
- 2 6 反転増幅器
- 2 7 スイッチドキャパシタ素子
- 2 8 コンデンサ
- 3 1 プログラマブルカウンタ
- 3 2 フラクショナル-Nの分周器
- 4 1 シンセサイザ
- 4 2 電圧制御
- 4 3 プログラマブルカウンタ (シンセサイザ用)
- 4 4 位相比較器
- 4 5 ローパスフィルタ
- 4 6 プログラマブルカウンタ (SCFクロック用)
- 4 7 分周器

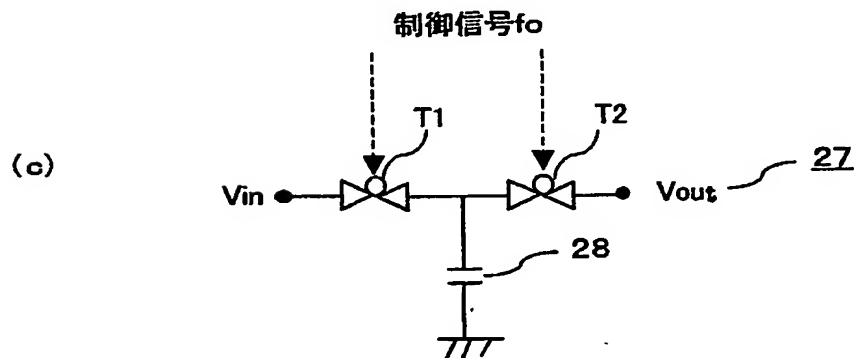
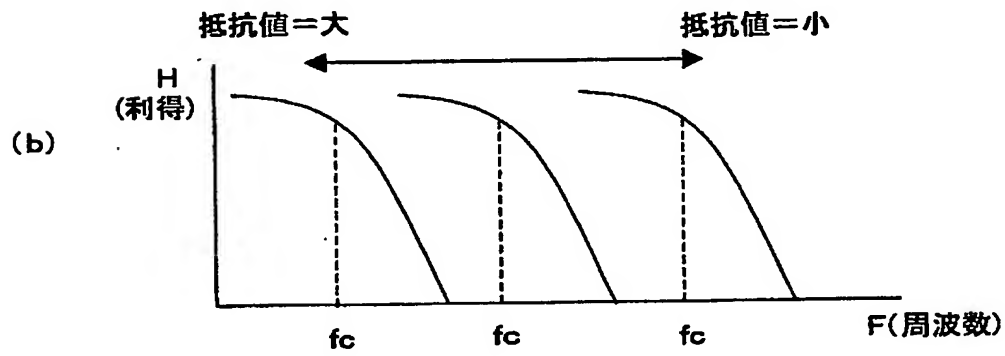
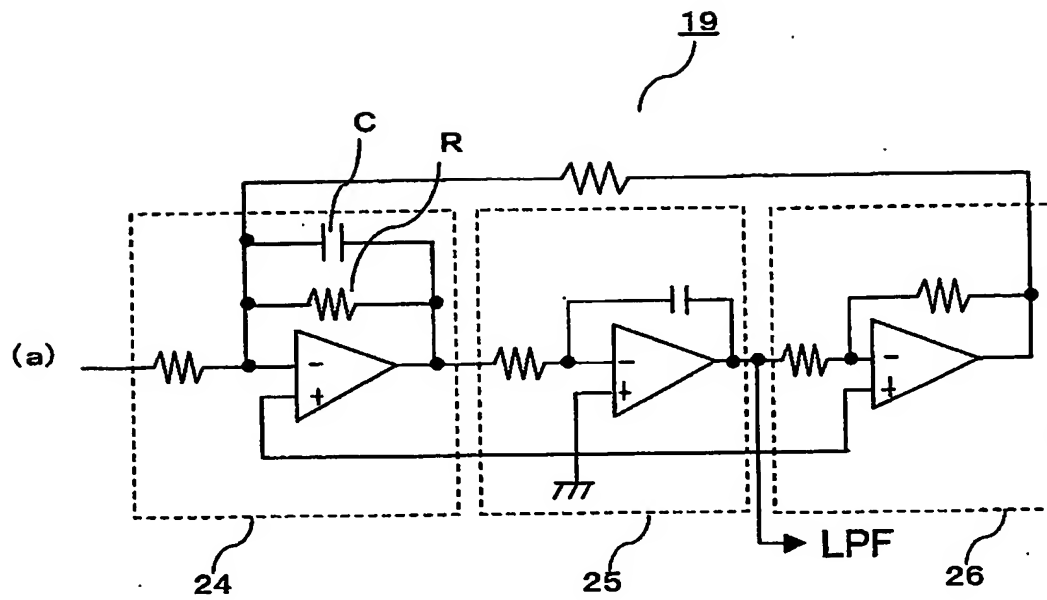
【書類名】

図面

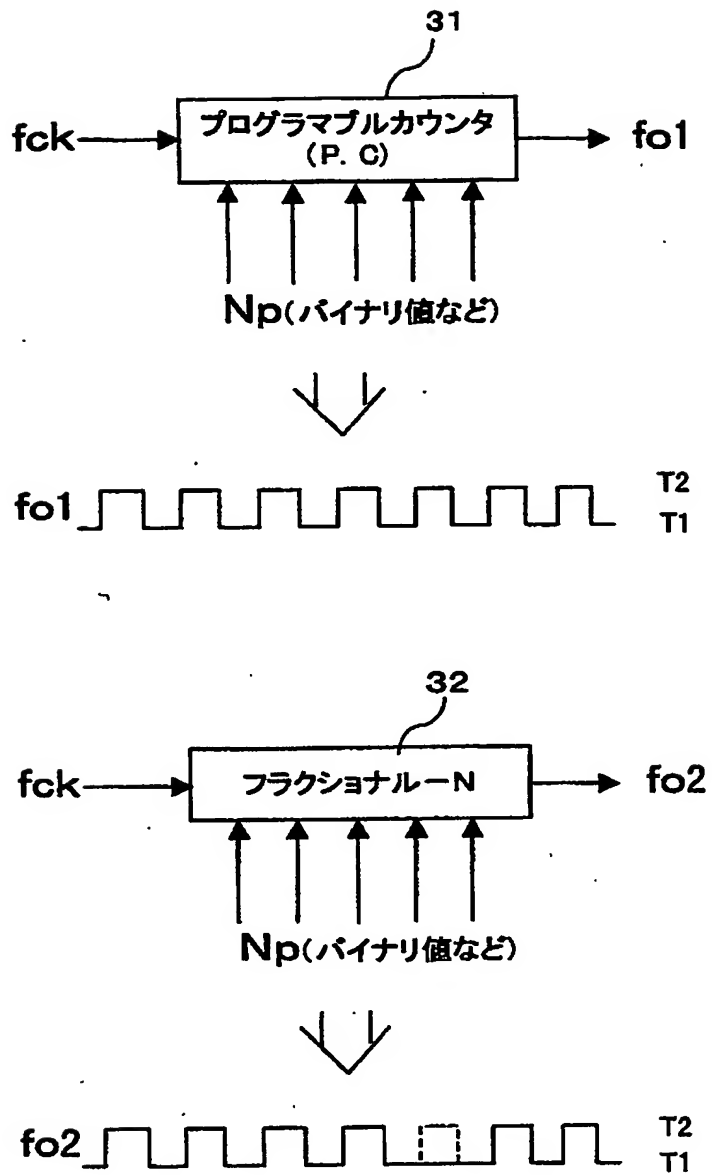
【図 1】



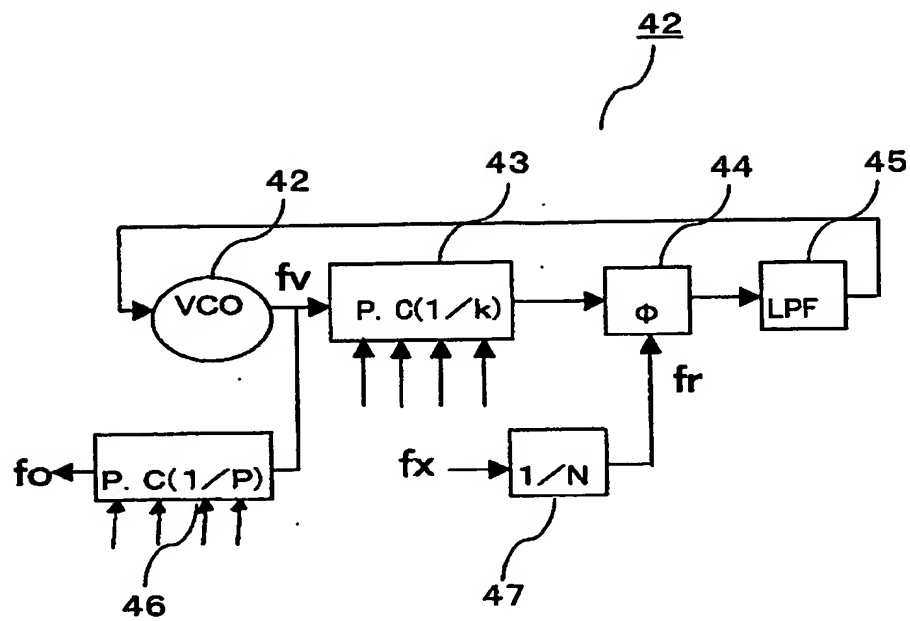
【図 2】



【図3】



【図 4】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 さまざまな受信信号帯域に容易に適應することが可能で、且つ、半導体集積化に適した受信機を提供することを目的とする。

【解決手段】 受信信号を直接ベースバンド信号に変換する受信機であって、スイッチドキャパシタ素子に与えられる制御信号に基づいて上記ベースバンド信号をフィルタリングする際のカットオフ周波数が制御されるスイッチドキャパシタフィルタと、周期信号を生成する発振器と、上記受信信号に基づいて上記発振器により生成された周期信号を分周する分周器とを備え、上記分周器からの出力信号が上記制御信号として上記スイッチドキャパシタ素子に与えられることを特徴とする。

【選択図】 図 1

特2002-091835

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[000003218]

1. 変更年月日

2001年 8月 1日

[変更理由]

名称変更

住 所

愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地

氏 名

株式会社豊田自動織機

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[591220850]

- | | |
|----------|-------------------|
| 1. 変更年月日 | 1996年 5月 9日 |
| [変更理由] | 住所変更 |
| 住 所 | 新潟県上越市西城町2丁目5番13号 |
| 氏 名 | 新潟精密株式会社 |

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.